

УДК 621.396.967

О. А. Морозов, Е. А. Солдатов, В. Р. Фидельман
(Нижний Новгород)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ АДАПТИВНОЙ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Предлагается метод определения временной задержки сигналов, имеющих различные несущие частоты. Метод основан на нелинейной цифровой обработке исходных сигналов и позволяет избежать компенсации неизвестного частотного сдвига. Предложенный алгоритм значительно сокращает время вычислений по сравнению с корреляционными методами с компенсацией частотного сдвига.

Введение. Задача определения временной задержки сигналов при многоканальном распространении имеет важное значение во многих областях прикладной физики и техники, таких как гидроакустика, дефектоскопия, радиосвязь и радиолокация, сейсморазведка и других. Знание временной задержки между принятыми сигналами позволяет определять положение объектов излучения и получать важную информацию о структуре среды распространения. В случае одинаковой структуры сигналов подобные задачи успешно решаются различными методами, основанными на свойствах взаимной корреляционной функции сигналов [1]. Трудности появляются при изменении параметров одного из принимаемых сигналов, в частности частоты заполнения, что обычно возникает в случае различных дисперсионных характеристик каналов распространения. Для применения традиционных методов необходимо компенсировать частотный сдвиг, что делается введением перебора по частоте, а это, в свою очередь, приводит к большим вычислительным затратам.

Для решения подобных задач предлагается метод определения временной задержки сигналов, основанный на нелинейной цифровой обработке исходных сигналов и позволяющий избежать компенсации неизвестного частотного сдвига. Метод основан на замене отсчетов исходного сигнала на отсчеты некоторой функции, зависящей от «мгновенной» частоты сигнала, с последующей корреляционной обработкой полученных функций.

Постановка задачи. Задачу определения задержки можно сформулировать следующим образом. Для двух сигналов $v_1(t)$ и $v_2(t)$, принимаемых независимыми приемниками, необходимо определить временную задержку t_0 :

$$v_1(t) = A_1 \sin(f(\omega_1, t)) + n_1(t), \quad (1)$$

$$v_2(t) = A_2 \sin(f(\omega_2, t - t_0)) + n_2(t),$$

где A_1 и A_2 — амплитуды сигналов; $f(\omega, t)$ — модулирующая функция, определяющая вид модуляции сигналов (например, для линейной частотной модуляции (ЛЧМ) $f(\omega, t)$ имеет вид $f = (\omega_0 + \alpha(t)\Omega)t$; $\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega$; $n_1(t)$, $n_2(t)$ — аддитивный некоррелированный с сигналом шум.

Предполагается, что основной вклад в искажения сигналов при их распространении и приеме вносят шумы, связанные с частотой заполнения. Такая ситуация характерна для сигналов с фазовой и частотной модуляцией.

Будем считать, что сигналы v_1 и v_2 представлены в дискретной цифровой форме $v_1(\Delta tn)$ и $v_2(\Delta tn)$, $n = 1, \dots, N$, с заданной частотой дискретизации

$F_d = \frac{1}{\Delta t}$, и в дальнейшем изложении оперировать временными интервалами, выраженными в отсчетах.

Алгоритм цифровой фильтрации гармонического заполнения сигналов. Известно, что реальный сигнал может быть представлен как случайный процесс, который состоит из смеси синусоид и аддитивного белого шума, и его можно описать выражением [2, 3, 5]

$$x_m = -\sum_{i=1}^{2p} a_i x_{m-i} + n_m. \quad (2)$$

Для синусоид в белом шуме оценка авторегрессионных параметров $A = (a_1, \dots, a_{2p})$ может быть получена из решения собственного уравнения процесса [2, 4]:

$$R_{xx}A = \sigma_n^2 A, \quad (3)$$

где R_{xx} — теплицева автокорреляционная матрица наблюдаемого процесса; σ_n^2 — дисперсия шума; A — вектор параметров авторегрессионной модели, являющийся собственным вектором, связанным с собственным значением σ_n^2 .

Знать дисперсию шума σ_n^2 необязательно. Известно, что в случае процессов в виде синусоид в белом шуме она соответствует минимальному собственному значению матрицы R_{xx} [2, 4, 5].

Если гармоническое заполнение представляет одну синусоиду с частотой ω_0 , то в уравнении предсказания (2) (с учетом априорно неизвестной дисперсии шума [5]) достаточно иметь три коэффициента $\{a_0, a_1, a_2\}$. При этом для ошибки предсказания ϵ_i справедливо выражение

$$a_0 x_i + a_1 x_{i+1} + a_2 x_{i+2} = \epsilon_i. \quad (4)$$

Значения $\{a_0, a_1, a_2\}$ определяются из собственного уравнения процесса (3). Отсчеты процесса ϵ_i будут представлять собой отклонения наблюдаемого процесса от чисто гармонического с частотой ω_0 и в явном виде содержать информацию о модулирующей функции $f(\omega, t)$ (если процесс представляет собой чистую синусоиду, то последовательность $\epsilon_i = 0$ при всех i). Взаимная корреляционная функция (ВКФ) последовательностей ϵ_i для процессов $v_1(t)$ и $v_2(t - t_0)$, очевидно, будет иметь глобальный максимум в точке задержки t_0 .

Данный алгоритм может быть достаточно просто реализован и имеет высокую вычислительную эффективность. Однако его практическое применение ограничено классом фазоманипулированных функций, поскольку он мало чувствителен к плавным изменениям частоты заполнения сигнала.

Построение «функции текущей частоты» методом гармонического разложения Писаренко. Этот алгоритм качественно напоминает процедуру демодуляции сигнала и сводится к прохождению исходных сигналов v_1 и v_2 через адаптивный цифровой фильтр, в результате чего отсчеты сигнала заменяются отсчетами другой функции $y(t) = F(f(\omega, t))$, зависящей от «текущей» частоты. Построенную таким образом функцию $y(t)$ будем называть «функцией текущей частоты». Алгоритм построения использует «скользящее» вычисление отсчетов автокорреляционной функции (АКФ) сигнала по короткой выборке и метод гармонического разложения Писаренко (ГРП) [2, 4] для определения отсчетов функции текущей частоты.

Пусть в общем случае R_x — АКФ исходного сигнала. Известно, что для сигнала, представляющего собой набор P вещественных синусоид в белом шуме, АКФ будет также представлять сумму синусоид на тех же частотах:

$$\begin{cases} R_x(\tau) = \sum_{i=1}^p B_i \cos(2\pi f_i \tau), & \tau = k\Delta t, \quad k = 1, 2, \dots, \\ R_x(0) = \sigma_n^2, \end{cases}$$

где σ_n^2 — дисперсия шума. Для нахождения значений частот методом ГРП необходимо составить теплицеву матрицу R_{xx} и решить матричное уравнение вида (3). После определения собственного вектора $A = (a_0, a_1 \dots a_{2p})$ из его коэффициентов a_i формируется полином z :

$$z^{2p} + a_1 z^{2p-1} + \dots + a_{2p} = 0, \quad (5)$$

комплексные корни которого определяют частоты синусоид [2, 4]:

$$z_i = \exp(2\pi j f_i \Delta t). \quad (6)$$

В случае когда сигнал представляет собой одну синусоиду, для оценки ее частоты достаточно иметь $2p + 1 = 3$ отсчета АКФ. Соответственно полином z будет представлять собой квадратное уравнение

$$z^2 + a'_1 z + a'_2 = 0, \quad (7)$$

при этом $A = \{1, a_1/a_0, a_2/a_0\}$. При отрицательном детерминанте оно имеет два комплексно-сопряженных корня, из которых и определяется значение частоты:

$$f = \arctg\left(\frac{\text{Im}z}{\text{Re}z}\right). \quad (8)$$

Процедура построения функции текущей частоты организуется следующим образом. Выбирается длина «скользящего окна» M (количество отсчетов сигнала, по которому вычисляются три отсчета АКФ). Из отсчетов АКФ строится теплицева матрица R_{xx} размером 3×3 , определяется минимальное собственное число λ_{\min} и соответствующий ему собственный вектор $A = \{1, a'_1, a'_2\}$. Решается квадратное уравнение, составленное из коэффици-

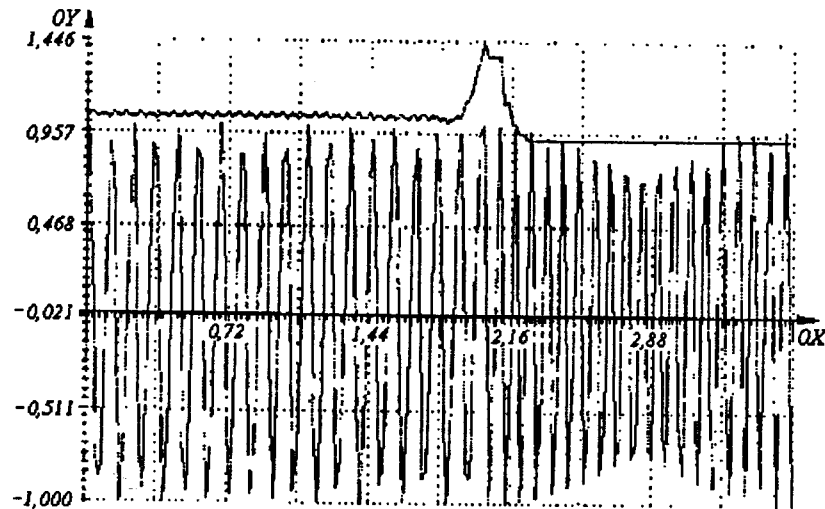


Рис. 1

ентов a_i , и находится текущее значение частоты. Затем окно передвигается на один отсчет и процедура оценивания текущего значения частоты повторяется. В итоге получаем два набора отсчетов функции текущей частоты, соответствующих сигналам в различных каналах распространения.

Функция текущей частоты ведет себя следующим образом (рис. 1). Пока в «скользящее окно» попадают отсчеты сигнала, соответствующие «чистой» синусоиде на частоте ω_0 , откликом будет некоторое постоянное число $F(\omega_0)$. Как только в окно начнут попадать отсчеты сигнала, соответствующие либо другой частоте ω_1 , либо изменению фазы, откликом будет другое число, «следящее» за изменением мгновенной частоты сигнала. Таким образом, получаемая функция текущей частоты будет являться неким аналогом модулирующей функции сигнала. ВКФ соответствующих обработанных сигналов будет иметь явный максимум, соответствующий величине временной задержки t_0 исходных сигналов.

Выбор параметров алгоритма. При практической реализации предложенного алгоритма установлено, что устойчивость процедуры решения собственного уравнения процесса (3) сильно зависит от величины шага вычисления АКФ. Для уменьшения влияния помех (в том числе ошибок округления и шумов дискретизации), приводящих к значительному искажению функции

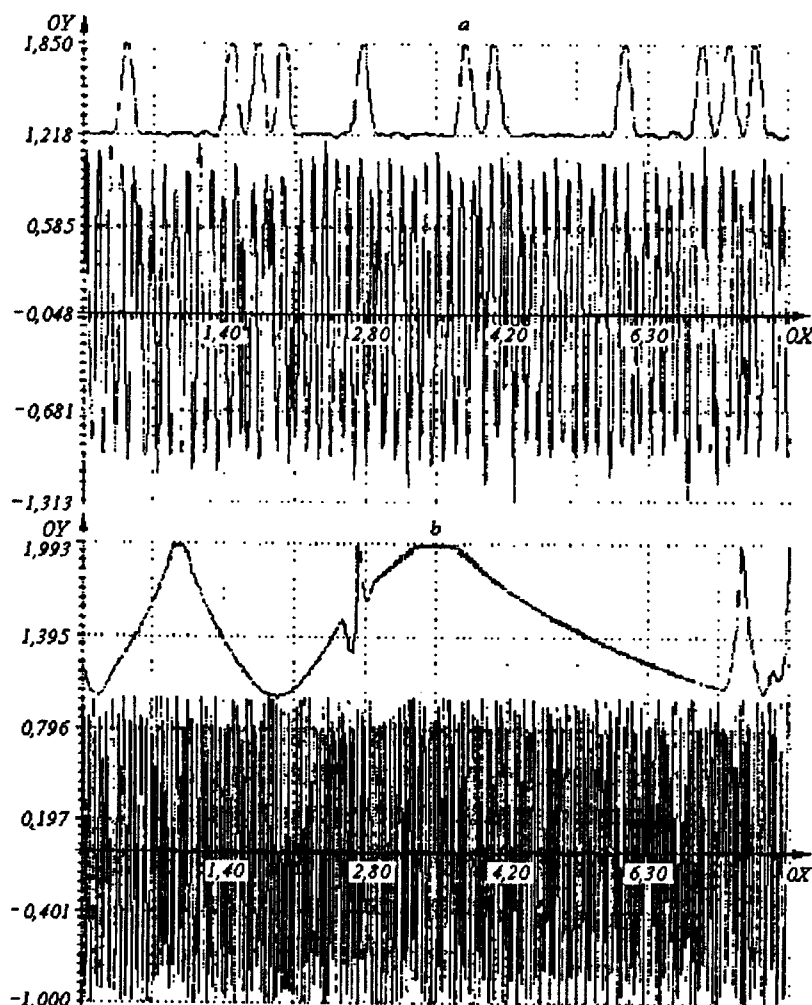


Рис. 2

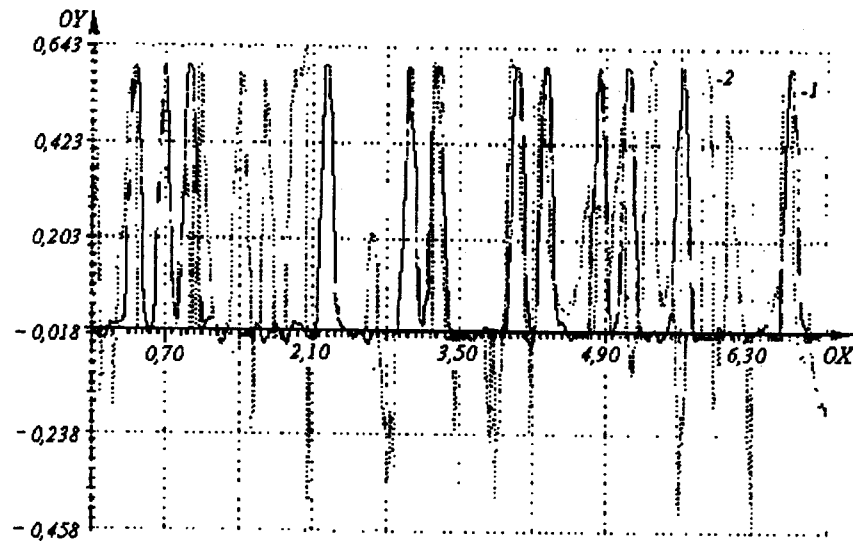


Рис. 3

текущей частоты, использован алгоритм вычисления отсчетов АКФ с выбором оптимального шага $\tau_0 = k\tau$, $k = 1, \dots, K$:

$$R_x(\tau_0) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x(i)x(i + \tau_0).$$

Для чистого сигнала значение оптимального шага вычисления АКФ определяется в основном соотношением частоты заполнения сигнала и частоты дискретизации. Критерием выбора оптимального шага вычисления АКФ является наибольшая скорость сходимости процедуры нахождения минимального собственного вектора (любым итерационным методом).

Длина «скользящего» окна M адаптивного цифрового фильтра выбирается исходя из значения оптимального шага вычисления АКФ: $M = 4\tau_0$. (Известно [1], что для надежного оценивания N значений АКФ требуется не менее $4N$ отсчетов ряда.)

Значение оптимального шага определяется путем перебора τ_0 в некотором интервале $[1, \dots, K]$ по минимуму общего количества итераций в процедуре поиска собственного вектора при прохождении по некоторому отрезку реализации сигнала. При шаге вычисления АКФ, отличном от единицы ($k \neq 1$), значение функции текущей частоты, определенное методом ГРП, не будет соответствовать реальной частоте сигнала, однако для задач определения взаимной задержки важно лишь качественное поведение функций текущих частот сигналов $f_1(\omega, t)$ и $f_2(\omega, t - t_0)$. Взаимная корреляционная функция будет иметь глобальный максимум в точке задержки t_0 .

Результаты моделирования. Для иллюстрации эффективности предложенного подхода к определению временной задержки сигналов с различными частотами заполнения и шумовыми характеристиками были использованы модельные сигналы вида (2) с фазовой (ФМ) и линейной частотной (ЛЧМ) модуляцией. Сравнение проводилось с результатами расчетов, выполненных по традиционному корреляционному алгоритму с перебором по задержкам, заключающемуся в вычислении фурье-преобразования произведения исходных сигналов с последовательно изменяющимся сдвигом второго сигнала в некотором интервале задержек. Результатом работы алгоритма является двумерный массив («тело неопределенности»), глобальный максимум которого соответствует величине сдвига несущих частот сигналов и их задержке.

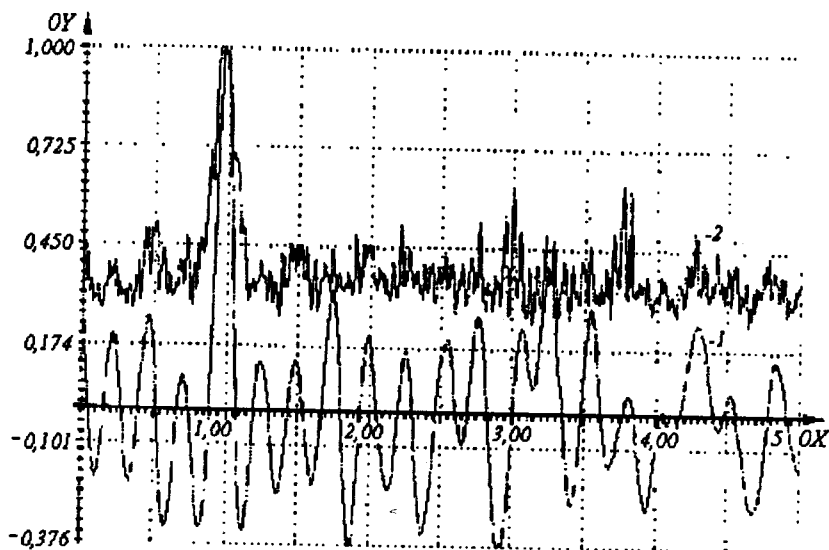


Рис. 4

На сигналы накладывался аддитивный белый гауссов шум $n(t)$, и полученный суммарный сигнал методом линейной фурье-фильтрации приводился к полосе пропускания приемной системы. Для наглядности на рис. 2, *a*, *b* приведены функции текущей частоты чистых сигналов ($S/N = +20$ дБ) с фазовой (*a*) и линейной частотной модуляцией (*b*). На рис. 3 приведены результаты обработки приближенных к реальным сигналов 1-го и 2-го каналов со следующими параметрами: длина выборок 1024 отсчета, частота дискретизации 250 кГц, полоса пропускания 40 кГц, частоты заполнения 21 и 22 кГц соответственно, фазовая модуляция, соотношение сигнал/шум +10 и -5 дБ соответственно, временная задержка сигнала 2-го канала 100 отсчетов. На рис. 4 показана ВКФ полученных функций текущей частоты (1) и для сравнения приведено сечение «тела неопределенности» ($\Delta\omega, t$) (2), соответствующее разностной частоте сигналов. Максимумы соответствуют величине временной задержки.

При расчетах на ЭВМ типа IBM PC/AT предложенным алгоритмом на сравнительно коротких выборках сигналов (1024...4096 отсчетов) получен выигрыш во времени вычислений примерно в 25—30 раз по сравнению с корреляционным методом с перебором по задержкам.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. М.: Мир, 1989.
2. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990.
3. Маккол. Линейное предсказание: Обзор // ТИИЭР. 1975. 69, № 4.
4. Маккеллан Дж. Х. Многомерный спектральный анализ // ТИИЭР. 1982. 70, № 9.
5. Кей С. М., Марпл С. Л. Современные методы спектрального анализа: Обзор // ТИИЭР. 1981. 69, № 11.

Поступила в редакцию 9 августа 1993 г.